

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant(s): NAKATSUGAWA, et al.  
Serial No.: Not yet assigned  
Filed: June 27, 2003  
Title: DRIVING EQUIPMENT AND SEMICONDUCTOR EQUIPMENT  
FOR ALTERNATING-CURRENT MOTOR  
Group: Not yet assigned

LETTER CLAIMING RIGHT OF PRIORITY

Honorable Commissioner of  
Patents and Trademarks  
Washington, D.C. 20231

June 27, 2003


Sir:

Under the provisions of 35 USC 119 and 37 CFR 1.55, the applicant(s)  
hereby claim(s) the right of priority based on Japanese Patent Application No.(s)  
2002-278319, filed September 25, 2002.

A certified copy of said Japanese Application is attached.

Respectfully submitted,

ANTONELLI, TERRY, STOUT & KRAUS, LLP

  
\_\_\_\_\_  
Melvin Kraus  
Registration No. 22,466

MK/alb  
Attachment  
(703) 312-6600

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2002年 9月25日

出 願 番 号

Application Number:

特願2002-278319

[ST.10/C]:

[JP2002-278319]

出 願 人

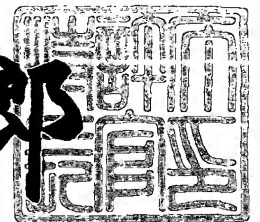
Applicant(s):

株式会社日立製作所

2003年 4月11日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

太田 信一郎



出証番号 出証特2003-3026095

【書類名】 特許願

【整理番号】 1102008581

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H02P 6/08

【発明の名称】 交流電動機の制御装置及び半導体装置

【請求項の数】 13

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目 1 番 1 号  
株式会社 日立製作所 日立研究所内

【氏名】 中津川 潤之介

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市弁天町三丁目 1 0 番 2 号  
日立原町電子工業株式会社内

【氏名】 大浦 仁

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市幸町三丁目 1 番 1 号  
株式会社 日立製作所 日立事業所内

【氏名】 田中 荘

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目 1 番 1 号  
株式会社 日立製作所 日立研究所内

【氏名】 遠藤 常博

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目 1 番 1 号  
株式会社 日立製作所 日立研究所内

【氏名】 川端 幸雄

【特許出願人】

【識別番号】 000005108

【氏名又は名称】 株式会社 日立製作所

【代理人】

【識別番号】 100075096

【弁理士】

【氏名又は名称】 作田 康夫

【電話番号】 03-3212-1111

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 013088

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 交流電動機の制御装置及び半導体装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流を入力として、交流を出力するインバータと、前記交流により駆動される交流電動機と、前記交流電動機の磁極位置信号を作成する磁極位置検出器と、前記磁極位置信号に基づき、一周期の区間で少なくとも 2 つ以上の一定レベルを有する複数の台形波状波形信号を作成する台形波変調装置と、前記複数の台形波状波形信号に基づいて複数の擬似正弦波信号を作成する擬似正弦波変調装置と、前記複数の擬似正弦波信号と搬送波信号とを比較して前記インバータをパルス幅変調制御するパルス幅変調装置とを有する交流電動機の制御装置。

【請求項 2】

請求項 1 において、

前記擬似正弦波変調装置は、前記複数の台形波状波形信号の差から、前記複数の擬似正弦波信号を作成する交流電動機の制御装置。

【請求項 3】

請求項 1 において、

前記擬似正弦波変調装置は、前記複数の台形波状波形信号の和から、前記複数の擬似正弦波信号を作成する交流電動機の制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 において、

前記擬似正弦波変調装置は、前記複数の台形波状波形信号の総和をとり、ゼロレベルから前記総和を減算した値を、前記複数の台形波状波形信号に加算することにより、前記複数の擬似正弦波信号を作成する交流電動機の制御装置。

【請求項 5】

請求項 1 において、

前記一周期の区間で少なくとも 2 つ以上の一定レベルのうちで、最大レベル及び最小レベルの幅は、電気角で略 1 5 度から略 5 0 度である交流電動機の制御装置。

【請求項 6】

請求項 1 において、

前記一周期の区間で少なくとも 2 つ以上の一定レベルのうちで、最大レベル及び最小レベルの幅は電気角で略 3 0 度である交流電動機の制御装置。

【請求項 7】

請求項 1 において、

前記一周期の区間で少なくとも 2 つ以上の一定レベルの幅は任意に設定可能である交流電動機の制御装置。

【請求項 8】

請求項 1 において、

前記台形波変調装置は、前記複数の台形波状波形信号の総和をとり、前記磁極位置信号のタイミングに同期して、ゼロレベルから前記総和を減算した値に、前記台形波状波形信号の値を近づけるように新たな台形波状信号を作成する台形波直流成分低減装置を有する交流電動機の制御装置。

【請求項 9】

請求項 1 において、

前記擬似正弦波変調装置は、前記擬似正弦波信号の最大値と最小値の和を 1 / 2 倍したものを、前記擬似正弦波信号から減算することにより新たな擬似正弦波信号を作成する交流電動機の制御装置。

【請求項 1 0】

直流を入力として、交流を出力するインバータと、交流電動機の磁極位置信号に基づいて一周期の区間で少なくとも 2 つ以上の一定となるレベルを有した複数の台形波状波形信号を作成する台形波変調装置と、前記複数の台形波状波形信号に基づいて複数の擬似正弦波信号を作成する擬似正弦波変調装置と、前記複数の擬似正弦波信号と搬送波信号とを比較して前記インバータをパルス幅変調制御するパルス幅変調装置とを有するインバータ制御装置。

【請求項 1 1】

直流を入力として、交流を出力するインバータと、交流電動機の磁極位置信号に基づいて一周期の区間で少なくとも 2 つ以上の一定となるレベルを有した複数

の台形波状波形信号を作成する台形波変調装置と、前記複数の台形波状波形信号に基づいて複数の擬似正弦波信号を作成する擬似正弦波変調装置と、前記複数の擬似正弦波信号と搬送波信号とを比較して前記インバータをパルス幅変調制御するパルス幅変調装置とがワンチップに実装されていることを特徴とするインバータ制御用半導体装置。

【請求項 1 2】

直流を入力として、交流を出力するインバータが実装されているチップと、交流電動機の磁極位置信号に基づいて一周期の区間で少なくとも 2 つ以上の一定レベルを有した複数の台形波状波形信号を作成する台形波変調装置と、前記複数の台形波状波形信号に基づいて複数の擬似正弦波信号を作成する擬似正弦波変調装置と、前記複数の擬似正弦波信号と搬送波信号とを比較して前記インバータをパルス幅変調制御するパルス幅変調装置とが実装されているチップとの 2 チップで構成されていることを特徴とするインバータ制御用半導体装置。

【請求項 1 3】

直流を入力として、交流を出力するインバータと、前記交流により駆動される交流電動機と、前記交流電動機の磁極位置信号を作成する磁極位置検出回路と、前記磁極位置信号に基づいて最大レベル及び最小レベルの幅は電気角で略 3 0 度であって、一周期の区間で少なくとも 2 つ以上の一定レベルを有した複数の台形波状波形信号を作成する台形波変調装置と、前記複数の台形波状波形信号と搬送波信号とを比較して前記インバータをパルス幅変調制御するパルス幅変調装置とを有する交流電動機の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、家電または産業用設備などにおける交流電動機を駆動するための制御装置及び半導体装置に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

近年、上述した製品分野において、ブラシレスモータをインバータ駆動する方

法が広まっている。そして家電などの分野では価格競争が激化し、安価なインバータ装置の提供が望まれている。このためブラシレスモータのインバータ駆動装置において、回路構成が簡単で比較的モータ効率も高くできる、120度通電方式が用いられている。

#### 【0003】

120度通電方式によるモータ駆動回路においては、磁極位置検出器によってモータの回転子の磁極位置を検出し、回転子磁束と固定子の磁極が直交するようなタイミングで、インバータ装置の各スイッチング素子をオンオフ制御することで3相巻線のうち2つの巻線に電流を流しモータを駆動させる。

#### 【0004】

この120度通電方式では、通電する巻線の切り換え動作（転流）時に、トルクリプルが発生し、騒音をもたらすことが知られている。

#### 【0005】

また、モータ電流波形において高調波成分を多く含むと、一般的にモータトルクに脈動が発生しやすい。モータトルクは、モータ固有の誘起電圧とモータ電流の積からなるため、モータ電流波形の依存度が大きい。このトルク脈動によって、モータ自体が振動し、モータを取り付ける架台を振動させ、この振動が騒音となる。

#### 【0006】

低騒音化するための方法として、いわゆるPWM（Pulse Width Modulation：パルス幅変調）制御によりモータ駆動電流を正弦波状にする方法がある。具体的には、回転子の位置に同期した正弦波状の変調波信号を作成し、この変調波信号と搬送波を比較してPWM信号を作成し、インバータより正弦波PWM電圧を出力する。そして、この回転子の位置に同期した正弦波状の変調波信号を作成するためには、マイクロコンピュータを用いて、それに内蔵のPWMタイマを利用することが行われるが、120度通電方式と比較すると、複雑かつ高価な装置となる。

#### 【0007】

これに対して、比較的簡単な回路で低騒音のモータ駆動回路を実現する方法と



して、正弦波状の電圧指令の作成にあたって、アナログ回路を用いて、3レベルの電圧信号波形をフィルタ回路を用いて滑らかにすることにより、電流波形を滑らかにしてモータの騒音を低減する方法がある。（例えば、特許文献1参照。）

【0008】

また、ひずみの少ない擬似正弦波の作成している方法もある。（例えば、特許文献2参照。）

【0009】

【特許文献1】

特開2001-251886号公報

【特許文献2】

特開平11-341863号公報

【0010】

【発明が解決しようとする課題】

前記特開2001-251886号公報に開示の方法では、変調波にひずみが大きく残っているためトルク脈動が大きく残り、120度通電方式と比べ、モータ駆動時の騒音を大幅に低減させるほど効果は大きくない。

【0011】

一方、前記特開平11-341863号公報に開示の方法では回路規模が大きくなると思われ、モノリシックIC化する上で都合が良くない。

【0012】

本発明は上記の点を考慮してなされたものであり、比較的簡単な回路でトルク脈動を低減できる交流電動機の制御装置を提供することを目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】

本発明は、上記の従来技術の欠点を無くすために、モータの磁極位置信号に基づいて少なくとも2つ以上の一定レベルを有する複数の台形波状波形信号を作成し、そして、この複数の台形波状波形信号から擬似正弦波変調装置において擬似正弦波信号を作成し、その擬似正弦波信号と搬送波を比較して、インバータをPWM制御する。

【 0 0 1 4 】

【発明の実施の形態】

(第 1 の実施例の説明)

本発明の第 1 の実施例を図 1 から図 7 を用いて説明する。

【 0 0 1 5 】

<全体構成(図 1)の説明>

図 1 において、1 は商用電源、2 は整流回路、11 はモノリシック IC からなるワンチップインバータ、4 は 3 相ブラシレスモータ、8 は速度制御演算処理手段、9 は F/V 変換装置である。ここに、ワンチップインバータ 11 は、インバータ 3 と、第 1 の変調波信号作成回路である台形波変調装置 7、第 2 の変調波信号作成回路である擬似正弦波変調装置 13、及びパルス幅変調装置 6 からなる制御回路 10 から構成される。

【 0 0 1 6 】

商用電源 1 には、整流回路 2 が接続されて、この整流回路 2 を介して、直流電圧がインバータ 3 に供給され、このインバータ 3 により可変電圧可変周波数の交流がモータ 4 に供給される。

【 0 0 1 7 】

前記のモータ 4 は、回転子に永久磁石を有するモータであって、永久磁石の発生する磁束を検出して回転子磁極位置を検出する磁極位置検出回路 5 を備える。この磁極位置検出回路 5 は、各相に対応する 3 個のホール IC からなり、各相の電気角の位相差が 120 度になるように設置されていて、論理信号である位置検出信号  $h_u$ 、 $h_v$ 、 $h_w$  を出力する。

【 0 0 1 8 】

ここに、ワンチップインバータ 11 は、モータ 4 の筐体内に実装されて、モータ 4 と磁極位置検出回路 5 と共に、駆動回路内蔵ブラシレスモータ 12 を構成する。

【 0 0 1 9 】

ワンチップインバータ 11 を構成する前記インバータ 3 は、例えばパワー MOSFET、絶縁ゲート型バイポーラトランジスタ (IGBT) などのスイッ

チング素子を 6 個組み合わせた回路であり、各スイッチング素子は、パルス幅変調装置 6 からの PWM 信号に従ってオンオフ制御される。

#### 【0020】

ワンチップインバータ 11 の制御回路 10 を構成する台形波変調装置 7 には、前記の磁極位置検出信号  $h_u$ 、 $h_v$ 、 $h_w$  と、速度制御演算処理手段 8 から出力される電圧制御信号  $a$  が入力され、これらに基づいて、2 つの一定となるレベルを有した 3 相の台形波信号  $t_{ru}$ 、 $t_{rv}$ 、 $t_{rw}$  を作成する。本実施例では、この一定となる期間を電気角 30 度としている。

#### 【0021】

また、制御回路を構成する擬似正弦波変調装置 13 は、この台形波信号  $t_{ru}$ 、 $t_{rv}$ 、 $t_{rw}$  を入力として、3 相の擬似正弦波信号  $m_u$ 、 $m_v$ 、 $m_w$  を作成する。

#### 【0022】

更に、パルス幅変調装置 6 は、上記の擬似正弦波信号  $m_u$ 、 $m_v$ 、 $m_w$  を入力として、内部で作られる搬送波信号と比較して、インバータ 3 を構成する前記の 6 個のスイッチング素子に対する PWM 信号を作成する。

#### 【0023】

一方、前記の位置検出信号  $h_u$ 、 $h_v$ 、 $h_w$  は F/V 変換装置（周波数－電圧変換装置）9 に入力されて、実速度に対応した速度電圧信号を出力する。

#### 【0024】

速度制御演算処理手段 8 では、F/V 変換装置 9 の出力である速度電圧信号が入力されて、速度制御演算処理手段 8 内に設定されている速度指令とを比較し、それらの偏差が 0 になるように、前記の電圧制御信号  $a$  が出力されて、前記の台形波変調装置 7 に入力される。

#### 【0025】

ここで、擬似正弦波とは台形波よりもひずみ率の少ない正弦状の波形である。

#### 【0026】

#### <図 2 の説明>

次に制御回路 10 に関わる各部の波形について、図 2 を用いて説明する。

## 【 0 0 2 7 】

位置検出信号  $h_u$ ,  $h_v$ ,  $h_w$  は、電気角  $120^\circ$  の位相差を保った方形波信号であり、台形波信号  $t_{ru}$ ,  $t_{rv}$ ,  $t_{rw}$  は、電気角  $30^\circ$  の平坦部を有する台形波信号、また擬似正弦波信号  $m_u$ ,  $m_v$ ,  $m_w$  は、折れ線近似された擬似正弦波信号である。

## 【 0 0 2 8 】

台形波信号  $t_{ru}$ ,  $t_{rv}$ ,  $t_{rw}$  の位相は、位置検出信号  $h_u$ ,  $h_v$ ,  $h_w$  と同期がとられている。例えば、台形波信号  $t_{ru}$  の平坦部から傾斜を始める開始時点は、位置検出信号  $h_v$  の立ち上がりもしくは立ち下がり時点である。また一方、台形波信号の振幅は、前記の電圧制御信号  $a$  により、決定される。

## 【 0 0 2 9 】

以下、本発明の主要部分の詳細について説明する。

## 【 0 0 3 0 】

< 台形波変調装置 7 (図 3, 図 4) >

台形波変調装置 7 内について、図 3 と図 4 を用いて説明する。

## 【 0 0 3 1 】

図 3 は、台形波変調装置 7 の構成を示している。この台形波変調装置 7 は、平坦部  $30^\circ$  台形波形成装置 21 を中心に、中点発生手段 22, 反転増幅装置 23, 2 つのサンプルホールド回路 A 24, サンプルホールド回路 B 25, 台形波直流成分低減装置 26, 3 つのコンデンサ  $C_u$ ,  $C_v$ ,  $C_w$  から構成される。

## 【 0 0 3 2 】

速度制御演算処理手段 8 からの電圧制御信号  $a$  は、1 つは直接に、他の 1 つは、反転増幅装置 23 を通して、他の電圧制御信号  $b$  に変えて、平坦部  $30^\circ$  台形波形成装置 21 に入力される。

## 【 0 0 3 3 】

中点発生手段 22 は、2 つの電圧制御信号  $a$  及び  $b$  の電位の間の大きさの電位を有する中点信号  $c$  を出力し、平坦部  $30^\circ$  台形波形成装置 21 に入力される。

## 【 0 0 3 4 】

更に平坦部 30 度台形波形成装置 21 には位置検出信号  $h_u$ ,  $h_v$ ,  $h_w$  も入力される。

【0035】

2つのサンプルホールド回路 A24, サンプルホールド回路 B25は、台形波信号のある電圧レベルを保持するのに用いられ、3つのコンデンサは平坦部 30 度台形波形成装置 21 内部の定電流源（図示せず）から充放電されて電圧波形を作り、また台形波直流成分低減装置 26 は、台形波信号の最大値と最小値の中間値を補償するのに用いられる。

【0036】

図4は、上記の構成をもつ台形波変調装置7の各部波形であり、この図を用いて動作の説明をする。

【0037】

平坦部 30 度台形波形成装置 21 では、図4に示すように、例えばホール IC 信号  $h_v$  の立ち上がりのタイミング PA で U 相コンデンサ  $C_u$  を定電流源で充電開始することにより、U 相台形波  $t_{ru}$  の立ち上がりスロープ部分を形成する。そしてホール IC 信号  $h_w$  の立ち上がりのタイミング PC で U 相コンデンサの電圧値をサンプルホールド回路 A (24) に取り込み、その値を  $t_{ruA}$  とする。

【0038】

ここに、理想的な平坦部 30 度台形波における、台形波の上側平坦部の大きさである  $t_{rmax}$  と下側平坦部の大きさである  $t_{rmin}$  の中間の大きさをゼロレベルとする。その時、台形波の最大値である上限リミット値  $t_{rmax}$  は、 $t_{rmax} = t_{ruA} \times 5 / 3$  の関係で求められるため、 $t_{ruA}$  より  $t_{rmax}$  を作成しておき、U 相コンデンサの電圧が  $t_{rmax}$  となった時点 PD で充電をやめて上限リミット値  $t_{rmax}$  を保持し、台形波の上側平坦部を形成する。

【0039】

そしてホール IC 信号  $h_v$  の立ち下がりのタイミング PE で U 相コンデンサ  $C_u$  を定電流源で放電開始することにより、U 相台形波  $t_{ru}$  の立ち下がりスロープ部分を形成する。

## 【 0 0 4 0 】

次にホール IC 信号  $h_w$  の立ち下りのタイミング PG で U 相コンデンサの電圧値をサンプルホールド回路 B (25) に取り込み、その値を  $t_{ruB}$  とする。理想的な平坦部 30 度台形波の場合、台形波の最小値である下限リミット値  $t_{rumin}$  は、 $t_{rumin} = t_{ruB} \times 5 / 3$  の関係で求められるため  $t_{ruB}$  より  $t_{rumin}$  を作成しておき、U 相コンデンサ  $C_u$  の電圧が  $t_{rumin}$  となった時点 PH で放電をやめる。そしてホール IC 信号  $h_v$  の立ち上りのタイミング PI まで下限リミット値  $t_{rumin}$  を保持し、台形波の下側平坦部を形成する。

## 【 0 0 4 1 】

V 相と W 相も U 相と同様に平坦部 30 度台形波を形成し、120 度ずつ位相のずれた 3 相の台形波信号を形成する。

## 【 0 0 4 2 】

## ＜台形波直流成分低減装置（図 5）＞

以上は、平坦部 30 度台形波が理想的な場合について示した。しかし、実際にはモータ起動時や回転速度変化時などの過渡状態で、コンデンサの充放電時間にばらつきが生じ、上記の平坦部 30 度台形波に定常的な直流オフセット成分が生じてしまうことがある。また回路素子のばらつきや位置検出装置の取り付け位置誤差などによってもコンデンサの充放電電圧にばらつきが生じる。

## 【 0 0 4 3 】

この対策のために、台形波変調装置 7 には、台形波直流成分低減装置 26 を備えている。この台形波直流成分低減装置の動作を図 3 及び図 5 を用いて説明する。図 3 に示すように、台形波直流成分低減装置 26 には、各相平坦部 30 度台形波  $t_{ru}$ ,  $t_{rv}$ ,  $t_{rw}$  を入力する。台形波直流成分低減装置 26 でこれらの総和をとり、前記のゼロレベルからこの総和を減算して  $-(t_{ru} + t_{rv} + t_{rw})$  を求める。これを図 5 に太線で示す。

## 【 0 0 4 4 】

図 5 の上図に見られるように、3 相がバランスした理想的な平坦部 30 度台形波の場合、 $-(t_{ru} + t_{rv} + t_{rw})$  は各相台形波の 3 倍周期の台形波とな

り、各相台形波とゼロレベル付近で重なる。ところが図5の下図のような3相アンバランス時には、それらは重ならない。

【0045】

そこで、台形波直流成分低減装置26から $-(t_{ru} + t_{rv} + t_{rw})$ を平坦部30度台形波形成装置21にフィードバックして、例えば図5下図の点PJに示すように、位置検出信号に同期して各相台形波の値を強制的に $-(t_{ru} + t_{rv} + t_{rw})$ に一致させる。この動作を、図5に四角い点で示したように位置検出信号に同期したタイミングで毎周期行うことにより、各相台形波に生じた直流成分を低減することができる。

【0046】

<擬似正弦波変調装置13（図6）>

図6は擬似正弦波変調装置13の構成を示している。この擬似正弦波変調装置13は、各相毎に、第1の減算装置131、増幅ゲイン $K_g$ を持つ増幅装置132、及び第2の減算装置133と演算装置134からなる擬似正弦波直流成分低減装置135からなる。

【0047】

すなわち、平坦部30度台形波信号 $t_{ru}$ 、 $t_{rv}$ 、 $t_{rw}$ から、減算装置131と増幅装置132を用いて、第1の擬似正弦波信号 $m_{u1}$ 、 $m_{v1}$ 、 $m_{w1}$ が、

$$m_{u1} = K_g \times (t_{ru} - t_{rv})$$

$$m_{v1} = K_g \times (t_{rv} - t_{rw})$$

$$m_{w1} = K_g \times (t_{rw} - t_{ru})$$

の関係式にて作成され、擬似正弦波直流成分低減装置135に入力され、その出力としてパルス幅変調装置6に出力される擬似正弦波 $m_u$ 、 $m_v$ 、 $m_w$ が作成される。ここで、 $K_g$ は擬似正弦波信号の振幅を決定するゲインである。

【0048】

図7に擬似正弦波変調装置13の動作波形を示す。

【0049】

$t_{ru}$ 、 $t_{rv}$ 、 $t_{rw}$ は3相の平坦部30度台形波である。上述の式におい

て  $K_g = 1$  とすると  $m_{u1}$ ,  $m_{v1}$ ,  $m_{w1}$  は図 7 に示すような擬似正弦波となる。

【0050】

＜台形波平坦部の長さについて（図 8）＞

ここに、30度の平坦部を有する台形波信号を用いて擬似正弦波を作成する理由について、図 8 を用いて説明する。

【0051】

図 8 は、台形波平坦部角度をパラメータとし、120度位相のずれた2つの台形波の差をとって作成した擬似正弦波の波形ひずみ率と実効値の関係を示している。図中丸印のプロットが波形ひずみ率を、四角いプロットが波形の実効値を表す。

【0052】

同図より、擬似正弦波の波形ひずみ率は台形波平坦部が約33度の時に最小値をとることがわかる。モータの誘起電圧が正弦波であると仮定した時、トルク脈動を低減するためには印加電圧の波形ひずみ率をできる限り小さくするとよい。したがってトルク脈動を最小にするために、擬似正弦波の波形ひずみ率が最小となる、平坦部約33度の台形波を原波形として用いるのがよいと考えられる。しかし波形作成の簡易性を考慮すると、トルク脈動最小値に近い平坦部30度とするのが望ましいため、本実施例では、平坦部30度台形波を採用している。

【0053】

しかし台形波平坦部長さは30度に限定しない。

【0054】

例えば台形波平坦部長さは60度±5度としてもよい。これは、一般に位置検出装置であるホールIC信号から電気角60度毎にオンオフする信号を作るのは容易であり、この信号のタイミングでコンデンサの充放電の切り換えが容易に行うことができるからである。なお、その際にホールICの取付誤差などにより、台形波平坦部長さも±5度程度ずれることがある。

【0055】

また、台形波平坦部長さを0度、すなわち三角波にしてもよい。これも前述の



ようにホール I C 信号が電気角 6 0 度毎にオンオフするタイミングに同期させて容易に波形を作ることができるからである。

【 0 0 5 6 】

また、台形波平坦部長さは 1 5 度から 5 0 度の間に設定してもよい。これは図 8 において、平坦部長さが約 1 1 5 度の時にもトルク脈動が小さくなっているが、1 5 度から 5 0 度の間に設定した場合のトルク脈動率は、1 1 5 度に設定した場合のトルク脈動率よりも低減できるからである。

【 0 0 5 7 】

特に前述のように 3 3 度 ± 5 度とするとよい。これは台形波平坦部長さが 3 3 度の時が最もトルク脈動を低減できるからである。なお、ホール I C 取付誤差などにより ± 5 度程度ずれることがある。

【 0 0 5 8 】

< 擬似正弦波直流成分低減装置 ( 図 9 ) >

次に擬似正弦波直流成分低減装置 1 3 5 の役割について説明する。

【 0 0 5 9 】

もし擬似正弦波直流成分低減装置 1 3 5 が無いと、前述の台形波直流成分低減装置 2 6 によって台形波の直流成分は低減できても、各相減算後の擬似正弦波信号に直流成分が発生し、それが原因でモータ電流に直流成分が発生してトルク脈動を引き起こす。

【 0 0 6 0 】

この直流成分の様子を図 9 に示した。図 9 のように擬似正弦波が直流成分を持たない場合は、ゼロレベルを中心として正負に振幅を持ち、最大値  $m a x 1$  と最小値  $m i n 1$  の和を取って  $1 / 2$  した中間値はゼロレベルと一致する。ところが直流成分があると最大値  $m a x 2$  と最小値  $m i n 2$  の和を取って  $1 / 2$  した値はゼロレベルと一致せず、偏差  $\Delta m$  が生じる。そこでその偏差を元の波形から減算することによって、擬似正弦波の直流成分を低減する。これにより、擬似正弦波の直流成分に起因した電流のアンバランスを低減し、トルク脈動を低減できる。これを実現する回路が、前述の擬似正弦波直流成分低減装置 1 3 5 であり、演算装置にて、 $\Delta m = (m a x 1 + m a x 2) / 2$  の演算を行って、上記の偏差  $\Delta m$

を求め、第 1 の擬似正弦波信号  $m u 1$  ,  $m v 1$  ,  $m w 1$  から差し引いて、擬似正弦波信号  $m u$  ,  $m v$  ,  $m w$  を作成し、パルス幅変調装置 6 に出力する。

#### 【 0 0 6 1 】

(第 2 の実施例の説明 (図 1 0 , 図 1 1 ) )

次に本発明の第 2 の実施例について図 1 0 と図 1 1 を用いて説明する。この第 2 の実施例は、先の実施例における台形波変調装置 7 を台形波変調装置 7 A に置き換えたもので、他は、図 1 に示した構成と同様である。大きな相違点は、台形波の平坦部が 3 0 度でなく、任意角度となる台形波信号を第 1 の変調信号としている点、及び、この任意角度を調整可能としている点である。

#### 【 0 0 6 2 】

図 1 0 は本実施例における台形波変調装置 7 A の構成をその周辺回路と共に示している。また図 1 1 は台形波変調装置 7 A の各部の波形である。先の実施例で示した台形波変調装置 7 と相違する点は、3 レベル信号作成装置 3 1 , 平坦部 6 0 度台形波形成装置 3 2 , 増幅装置 3 3 , 任意台形波形成装置 3 4 , 6 つのコンデンサ  $C u 1$  ,  $C v 1$  ,  $C w 1$  ,  $C u 2$  ,  $C v 2$  ,  $C w 2$  から構成されている点である。

#### 【 0 0 6 3 】

3 レベル信号作成装置 3 1 には、電圧制御信号  $a$  と  $b$  , 中点信号  $c$  , 及び位置検出信号  $h u$  ,  $h v$  ,  $h w$  を入力し、位置検出信号に応じて電圧制御信号  $a$  ,  $b$  及び中点信号  $c$  のうちのいずれかを選択することによって、3 レベル信号  $l u$  ,  $l v$  ,  $l w$  を生成し出力する。

#### 【 0 0 6 4 】

この 3 レベル信号は、図 1 1 に示すような最大、中間、最小の 3 つのレベルで一定となる期間を有する信号であり、各レベルから他のレベルに変化する時点は、位置検出信号  $h u$  ,  $h v$  ,  $h w$  のパルスのエッジに同期している。

#### 【 0 0 6 5 】

この 3 レベル信号  $l u$  ,  $l v$  ,  $l w$  は平坦部 6 0 度台形波形成装置 3 2 に入力されて、平坦部 6 0 度台形波信号  $t r 6 0 u$  ,  $t r 6 0 v$  ,  $t r 6 0 w$  が作成される。この信号の作成にあたって、平坦部 6 0 度台形波形成装置 3 2 では、図

11に示すように、例えば3レベル信号 $l_u$ が最大値である120度の期間中は、平坦部60度台形波形成装置32内の定電流源を用いて、コンデンサ $C_{u1}$ を $l_u$ の振幅に比例した電流で充電することにより、平坦部60度台形波信号 $tr_{60u}$ の正の傾きを形成し、3レベル信号 $l_u$ が中間値である60度の期間中は、コンデンサ $C_{u1}$ がピーク電圧を保持し、3レベル信号 $l_u$ が最小値である120度の期間中は、平坦部60度台形波信号 $tr_{60u}$ の負の傾きを形成する。平坦部60度台形波信号 $tr_{60v}$ 及び $tr_{60w}$ もそれぞれ同様に、それぞれ3レベル信号 $l_v$ 、 $l_w$ に応じて形成する。

## 【0066】

また、上記と並行して3レベル信号 $l_u$ 、 $l_v$ 、 $l_w$ を増幅装置33にも入力して、 $K$ 倍した信号を平坦部任意台形波形成装置34の入力とする。平坦部任意台形波形成装置34内では、入力信号に比例した電流でコンデンサ $C_{u2}$ 、 $C_{v2}$ 、 $C_{w2}$ を充放電して平坦部60度台形波信号 $tr_{60u}$ 、 $tr_{60v}$ 、 $tr_{60w}$ の傾きよりも若干緩やかな傾きを持つランプ状の波形を作り、このランプ状の波形を前述した平坦部60度台形波信号の平坦部でリミットさせることにより、任意台形波信号 $tr_u$ 、 $tr_v$ 、 $tr_w$ を出力する。例えば $K=4/5$ とすれば上底平坦部は30度になり、 $K=6/7$ とすれば40度にすることができると、 $K$ の値によって台形波の平坦部の長さは任意に設定できる。この任意台形波信号 $tr_u$ 、 $tr_v$ 、 $tr_w$ を、擬似正弦波変調装置13への入力とする。

## 【0067】

ここで、台形波平坦部の長さを変えた時の効果について述べる。例えば図10に示した $tr_u$ の波形のように、実線で示す平坦部30度台形波と破線で示す平坦部60度台形波とでは電気角15度の位相差ができる。このように台形波平坦部の長さによって台形波変調波の位相も操作でき、それに伴って、台形波各相間の差をとって得た擬似正弦波の位相も操作できる。台形波平坦部の長さをパラメータとして、各相間の差をとって得た擬似正弦波の位相進みについて図12に示す。台形波平坦部長さが0度の時、すなわち三角波の時の各相間の差をとって得た擬似正弦波の位相を基準とした。図12より擬似正弦波の位相は、台形波平坦部長さに比例して変化させることができることがわかる。

## 【 0 0 6 8 】

本実施例では、前述の増幅率 $K$ を、速度制御演算処理手段から与えるようにしている。図 8 および図 1 2 を参照してこの効果を説明すると、定常状態のようにモータ音を静かにするためにトルクリプルを低減したい運転領域では、台形波の平坦部を 3 0 度付近となるように $K$ を設定し、加速時のように高い電圧が必要な場合や、負荷トルクが増大した場合には必要に応じて、3 0 度以上の平坦部となるように $K$ を設定することができる。

## 【 0 0 6 9 】

(第 3 の実施例の説明 (図 1 3) )

図 1 3 を用いて、本発明の第 3 の実施例を説明する。

## 【 0 0 7 0 】

図 1 3 は本実施例における台形波変調装置 7 A の構成をその周辺回路と共に示している。これまで説明した実施例と大きく異なる点は、変調回路の回路規模を小さくするために、第 2 の変調回路を削除した点である。このために、本実施例では、先の第 2 の実施例で示した台形波変調装置 7 A をそのまま用いて、その出力である任意台形波信号  $t r u$ ,  $t r v$ ,  $t r w$  を直接、パルス幅変調装置 6 に入力して、搬送波と比較して PWM 信号を作成する。

## 【 0 0 7 1 】

一般にモータの巻線には線間電圧が印加されるため、各相に通電する波形が台形波であっても、実際には台形波を各相間で減算した擬似正弦波状の電圧が加わる。台形波 3 相を  $t r u$ ,  $t r v$ ,  $t r w$  とすると、その線間電圧は  $t r u - t r v$ ,  $t r v - t r w$ ,  $t r w - t r u$  となり、図 7 に示す  $m u 1$ ,  $m v 1$ ,  $m w 1$  の擬似正弦波がモータに印加されることになる。したがって各相の変調波が台形波のままであっても、各相に擬似正弦波を通電した時とほぼ同等のトルク脈動低減効果が得られる。

## 【 0 0 7 2 】

これより、図 8 の擬似正弦波波形ひずみ率と同様に略 3 0 度付近で波形ひずみ率が最小になっており、モータのトルク脈動を少なくすることが可能である。

## 【 0 0 7 3 】

ここで、台形波変調装置 7 A の代わりに台形波変調装置 7 に置き換えてもよい。

#### 【 0 0 7 4 】

(第 4 の実施例の説明 (図 1 4, 図 1 5))

次に本発明の第 4 の実施例について図 1 4 と図 1 5 を用いて説明する。この第 4 の実施例は、第 1 の実施例における擬似正弦波変調装置 1 3 を擬似正弦波変調装置 1 3 A に置き換えたもので、他は、図 1 に示した構成と同様である。大きな相違点は、平坦部 3 0 度台形波信号各相間の和信号を取って擬似正弦波信号を得る点である。

#### 【 0 0 7 5 】

図 1 4 は本実施例における擬似正弦波変調装置 1 3 A の構成を示している。先の実施例で示した擬似正弦波変調装置 1 3 と相違する点は、加算装置 1 4 1 を用いている点と、加算する各相の順序が図 6 の減算時と異なる点である。

#### 【 0 0 7 6 】

すなわち、平坦部 3 0 度台形波信号  $t_{ru}$ ,  $t_{rv}$ ,  $t_{rw}$  から、加算装置 1 4 1 と増幅装置 1 3 2 を用いて、第 1 の擬似正弦波信号  $m_{u1}$ ,  $m_{v1}$ ,  $m_{w1}$  が、

$$m_{u1} = K_g \times (t_{rv} + t_{rw})$$

$$m_{v1} = K_g \times (t_{rw} + t_{ru})$$

$$m_{w1} = K_g \times (t_{ru} + t_{rv})$$

の関係式にて作成され、擬似正弦波直流成分低減装置 1 3 5 に入力され、その出力としてパルス幅変調装置 6 に出力される擬似正弦波  $m_u$ ,  $m_v$ ,  $m_w$  が作成される。ここで、 $K_g$  は擬似正弦波信号の振幅を決定するゲインである。

#### 【 0 0 7 7 】

図 1 5 に擬似正弦波変調装置 1 3 A の動作波形を示す。

#### 【 0 0 7 8 】

$t_{ru}$ ,  $t_{rv}$ ,  $t_{rw}$  は 3 相の平坦部 3 0 度台形波である。上述の式において  $K_g = -1$  とすると  $m_{u1}$ ,  $m_{v1}$ ,  $m_{w1}$  は図 1 5 に示すように、各相台形波と同位相で、各相台形波よりも振幅が小さく平坦部の長い擬似正弦波となる。

## 【 0 0 7 9 】

さらにそれらの各相間の値をとると、図 1 5 に示す  $m u 1 - m v 1$ ,  $m v 1 - m w 1$ ,  $m w 1 - m u 1$  のような擬似正弦波となり、図 7 に示した擬似正弦波と一致する。このように本実施例では、同じ擬似正弦波を得るのに、各相台形波  $t r u$ ,  $t r v$ ,  $t r w$  よりも小さい振幅の波形  $m u 1$ ,  $m v 1$ ,  $m w 1$  を搬送波信号と比較して PWM 信号を作る。したがって、直流電圧の利用率を高くできる、すなわち同じモータ電圧を得るのに直流電圧の大きさを小さくできる、という利点がある。

## 【 0 0 8 0 】

(第 5 の実施例の説明 (図 1 6, 図 1 7))

次に本発明の第 5 の実施例について図 1 6 と図 1 7 を用いて説明する。この第 5 の実施例は、第 4 の実施例における擬似正弦波変調装置 1 3 A を擬似正弦波変調装置 1 3 B に置き換えたもので、他は、図 1 に示した構成と同様である。大きな相違点は、台形波各相の加算を行わず、平坦部 3 0 度台形波信号各相の総和を取り、その総和信号を用いて擬似正弦波信号を得る点である。

## 【 0 0 8 1 】

図 1 6 は本実施例における擬似正弦波変調装置 1 3 B の構成を示している。先の実施例で示した擬似正弦波変調装置 1 3 A と相違する点は、総和演算装置 1 5 1 とゲイン  $K g 2$  (1 5 2) を用いている点、および加算装置 1 4 1 の入力 that 各相台形波と、総和信号にゲイン  $K g 2$  を乗じたもの、という点である。

## 【 0 0 8 2 】

すなわち、平坦部 3 0 度台形波信号  $t r u$ ,  $t r v$ ,  $t r w$  から、総和演算装置 1 5 1 とゲイン  $K g 2$  (1 5 2) を用いて補正信号  $3 \phi$  を以下のように作る。

## 【 0 0 8 3 】

$$3 \phi = K g 2 \times (t r u + t r v + t r w)$$

平坦部 3 0 度台形波信号各相に加える。すると第 1 の擬似正弦波信号  $m u 1$ ,  $m v 1$ ,  $m w 1$  が、

$$m u 1 = K g \times (t r u + 3 \phi)$$

$$m v 1 = K g \times (t r v + 3 \phi)$$

$$m w 1 = K g \times (t r w + 3 \phi)$$

の関係式にて作成され、擬似正弦波直流成分低減装置 1 3 5 に入力され、その出力としてパルス幅変調装置 6 に出力される擬似正弦波  $m u$ 、 $m v$ 、 $m w$  が作成される。ここで、 $K g$  は擬似正弦波信号の振幅を決定するゲインである。

【0084】

図 1 7 に擬似正弦波変調装置 1 3 B の動作波形を示す。 $t r u$ 、 $t r v$ 、 $t r w$  は 3 相の平坦部 30 度台形波である。上述の式において  $K g 2 = -1$  とすると、 $3 \phi = -(t r u + t r v + t r w)$  は図に示すように平坦部 30 度台形波の 3 倍の周期を持つ台形波となる。これを  $t r u$ 、 $t r v$ 、 $t r w$  にそれぞれ加えると  $m u 1$ 、 $m v 1$ 、 $m w 1$  が得られ、それらは図 1 7 に示すように、各相台形波よりも振幅が小さく平坦部の長い擬似正弦波となる。これは実施例 4 で得られた擬似正弦波と同形状の波形である。

【0085】

さらにそれら各相間の値をとると、図 1 7 に示す  $m u 1 - m v 1$ 、 $m v 1 - m w 1$ 、 $m w 1 - m u 1$  のような擬似正弦波となり、図 1 7 に示した擬似正弦波と一致する。このように本実施例では、同じ擬似正弦波を得るのに、各相台形波  $t r u$ 、 $t r v$ 、 $t r w$  よりも小さい振幅の波形  $m u 1$ 、 $m v 1$ 、 $m w 1$  を搬送波信号と比較して PWM 信号を作るため、第 4 の実施例と同様に直流電圧の利用率を高くできるという利点がある。

【0086】

<台形波の形状について(図 1 8)>

本明細書中の実施例では、図 1 8 上図に示すような 1 周期中に 2 つの一定となるレベルを有した 3 相の台形波を例に挙げた。この波形は折れ点が少ないため電圧波形が滑らかに変化し、折れ点に起因したトルク脈動を小さくできる。

【0087】

また、台形波形状は 1 周期中に 2 つより多くの一定となるレベルを有した 3 相台形波でもよく、本発明は例えば図 1 8 下図に示すような 1 周期中に 4 つの一定となるレベルを有した台形波なども含む。

【0088】

(本発明の他の実施例への展開)

これまで示した第 1 及び第 2 の実施例では擬似正弦波変調装置 1 3 から出力した擬似正弦波信号を、また第 3 の実施例では任意台形波信号を、また第 4 及び第 5 の実施例では擬似正弦波変調装置 1 3 A 及び擬似正弦波変調装置 1 3 B から出力した擬似正弦波信号をパルス幅変調装置 6 の入力としたが、RC フィルタなどのフィルタ回路を通して波形を滑らかにしてからパルス幅変調装置 6 の入力としてもよい。これによって波形ひずみ率をさらに低減できる。

【0089】

また、これまでの実施例ではコンデンサの充放電など、アナログ回路を利用した台形波作成方法を記したが、デジタル回路を利用してもよい。

【0090】

また、これまでの実施例では、インバータ 3 と制御回路 1 0 をモノリシック IC で構成した例を示したが、これに限らず、インバータ 3 と制御回路 1 0 を個別にモノリシック IC 化した 2 チップ構成としてもよい。

【0091】

なお、直流を入力として、交流を出力するインバータと、該交流により駆動される交流電動機と、該交流電動機の磁極位置信号を作成する磁極位置検出器と、前記磁極位置信号に基づいて複数の台形波状波形信号を作成する台形波変調装置と、この台形波状波形信号と搬送波信号とを比較して前記インバータをパルス幅変調制御するパルス幅変調装置とを有する装置を交流電動機の制御装置という。

【0092】

また、IC 装置をモータに内蔵することにより、次のような効果が考えられる。

- ・ 本発明は上記の点を考慮してなされたものであり、比較的簡単な回路でトルク脈動を低減できる交流電動機の制御装置を提供することを目的とする。モータ駆動システム（モータ＋インバータ＋コントローラ）全体の小形化が可能となる。
- ・ モーターインバータ間の配線が短くなり、外部からのノイズの影響を低減できる。

【0093】



以上によれば、比較的簡単な回路を用いて波形ひずみの極めて小さい変調波信号の作成が可能であり、これにより、トルク脈動に起因したモータの振動及び騒音を低く抑えることができる。

【 0 0 9 4 】

また台形波の平坦部の期間を調整可能にしたことから、運転状態に応じてトルクリプルや、電圧の大きさ及び位相を変えることができる。

【 0 0 9 5 】

また、回路が簡単化されることにより、従来は速度制御演算処理手段（マイクロコンピュータなど）で行っていた P W M 信号の発生を、インバータが形成されるモノリシック I C に一体形成される制御回路で行うことができる。これにより、モータ駆動装置各種の制御あるいは状態監視などを行うマイクロコンピュータなどの演算処理装置の負荷が軽減される。したがって、小型あるいは安価な演算処理装置を用いることができる。

【 0 0 9 6 】

【発明の効果】

本発明によれば、比較的簡単な回路でトルク脈動を低減できる交流電動機の制御装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 の実施例構成図。

【図 2】

図 1 における各部の動作波形。

【図 3】

第 1 の実施例における台形波変調装置の構成図。

【図 4】

第 1 の実施例における台形波変調装置の主要部波形。

【図 5】

第 1 の実施例における直流成分低減装置の波形。

【図 6】

第 1 の実施例における擬似正弦波変調装置の構成図。

【図 7】

第 1 の実施例における擬似正弦波変調装置の主要部波形。

【図 8】

台形波平坦部長さによる相違の説明図。

【図 9】

擬似正弦波変調装置の直流成分低減動作説明図。

【図 1 0】

第 2 の実施例における台形波変調装置の構成図。

【図 1 1】

第 2 の実施例における台形波変調装置の主要部波形。

【図 1 2】

台形波平坦部長さに対する擬似正弦波の位相進み。

【図 1 3】

第 3 の実施例における台形波変調装置の構成図。

【図 1 4】

第 4 の実施例における擬似正弦波変調装置の構成図。

【図 1 5】

第 4 の実施例における変調波形の説明図。

【図 1 6】

第 5 の実施例における擬似正弦波変調装置の構成図。

【図 1 7】

第 5 の実施例における変調波形の説明図。

【図 1 8】

台形波形状の説明図。

【符号の説明】

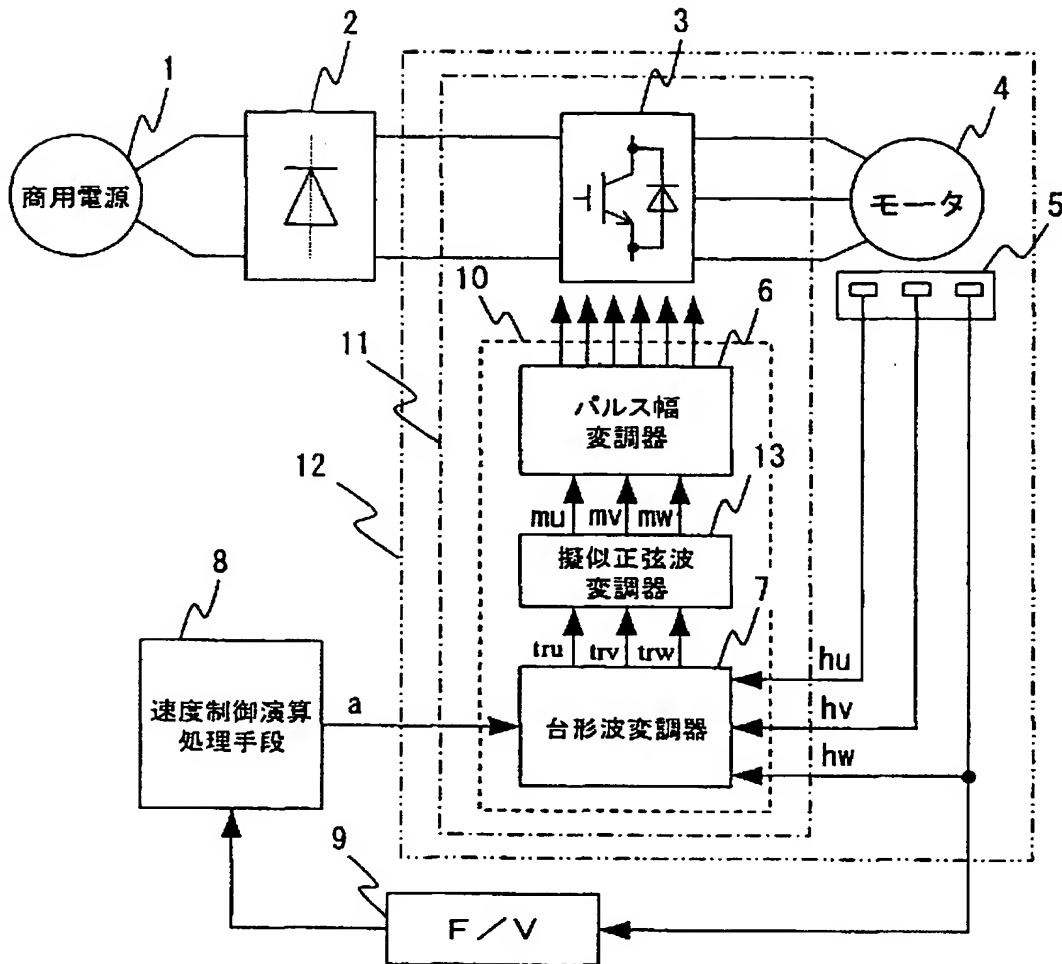
1 … 商用電源、2 … 整流回路、3 … インバータ、4 … ブラシレスモータ、5 … 磁極位置検出回路、6 … パルス幅変調装置、7, 7 A … 台形波変調装置、8 … 速度制御演算処理手段、1 0 … 制御回路、1 1 … ワンチップインバータ、1 2 … 駆

動回路内蔵ブラシレスモータ、1 3, 1 3 A, 1 3 B…擬似正弦波変調装置、  
 2 1…平坦部 3 0 度台形波形成装置、2 2…中点発生手段、2 3…反転増幅装置  
 、2 4…サンプルホールド回路 A、2 5…サンプルホールド回路 B、2 6…台形  
 波直流成分低減装置、3 1…3 レベル信号作成装置、3 2…平坦部 6 0 度台形波  
 形成装置、3 3…増幅装置、3 4…任意台形波形成装置、1 3 1…減算装置、  
 1 3 5…擬似正弦波直流成分低減装置、1 4 1…加算装置、1 5 1…総和演算装  
 置。

【書類名】 図面

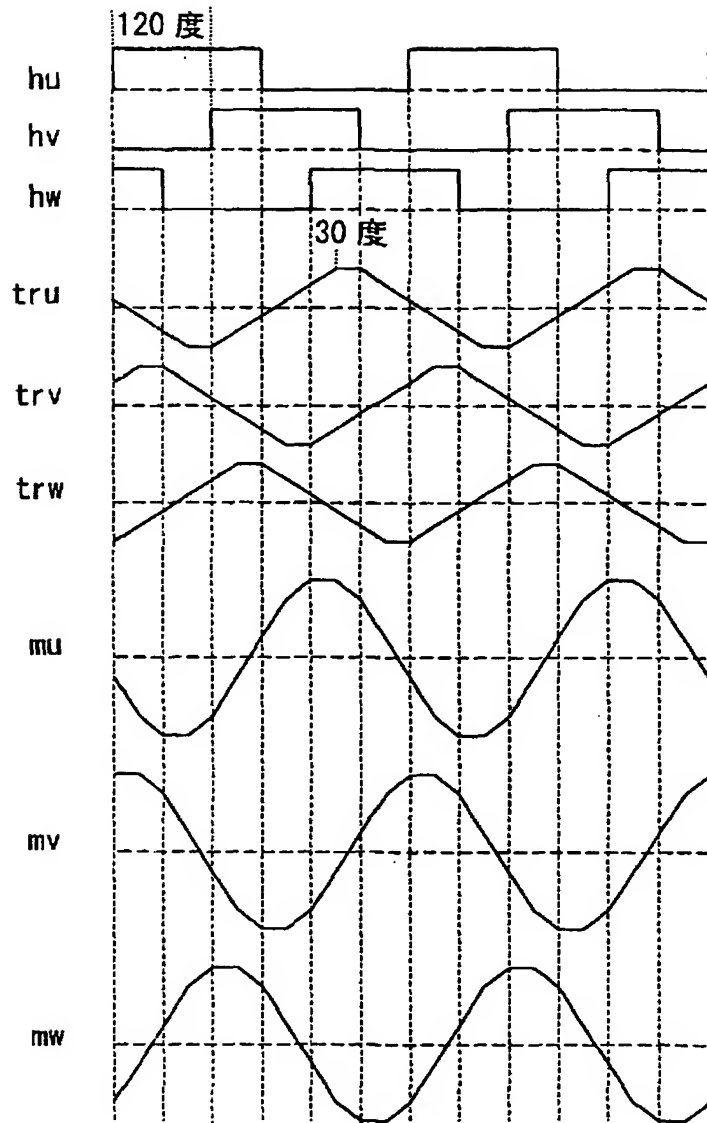
【図 1】

図 1



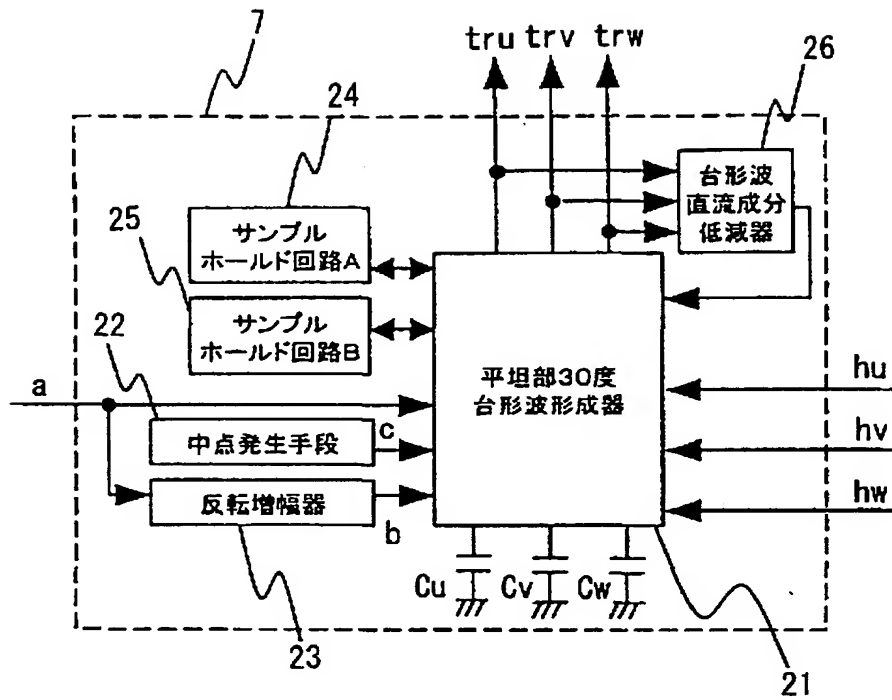
【図 2】

図 2



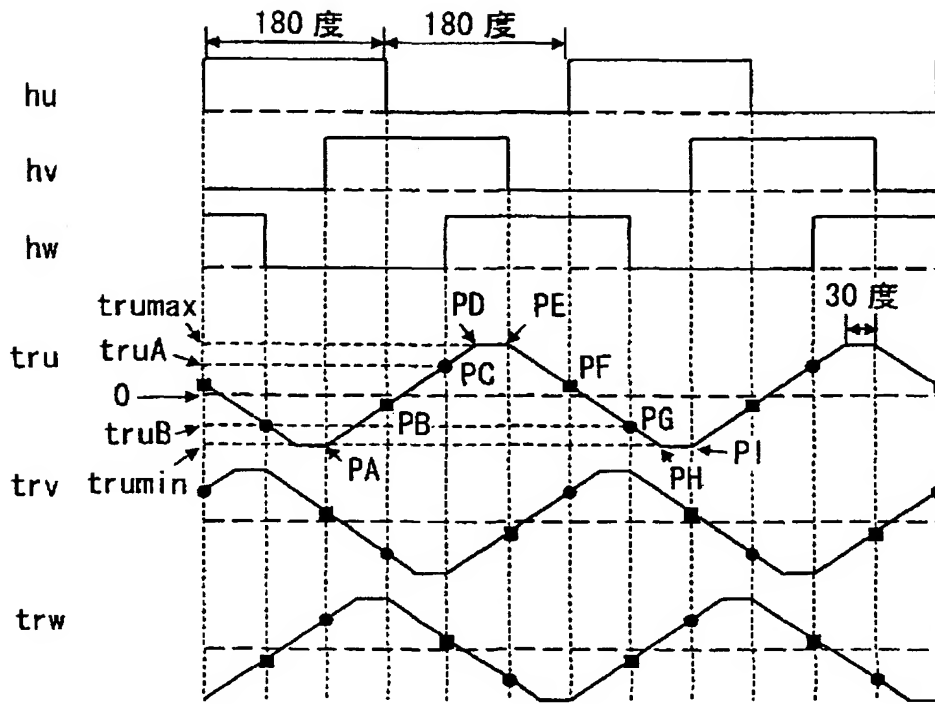
【図 3】

図 3



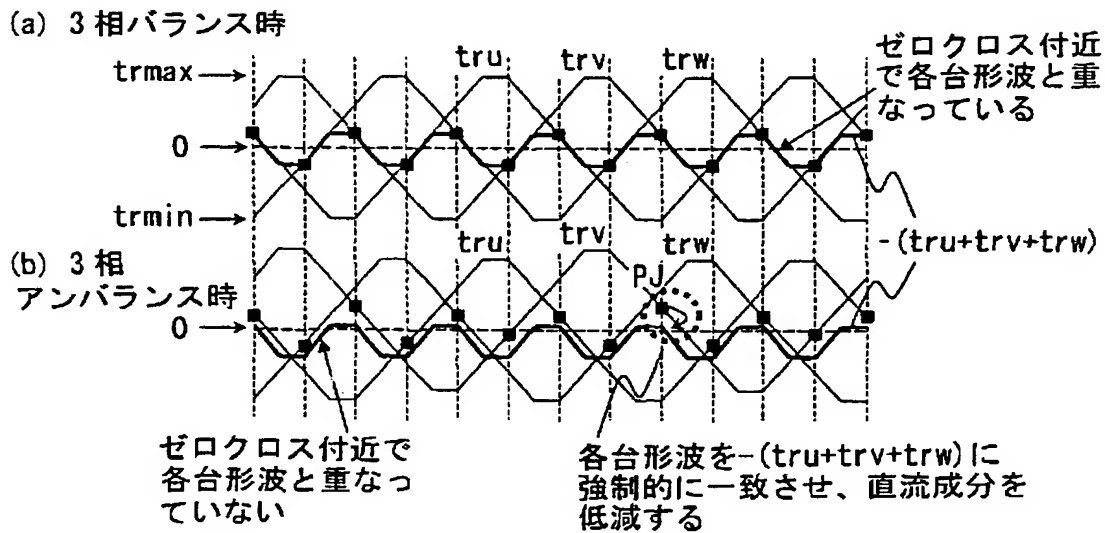
【図 4】

図 4



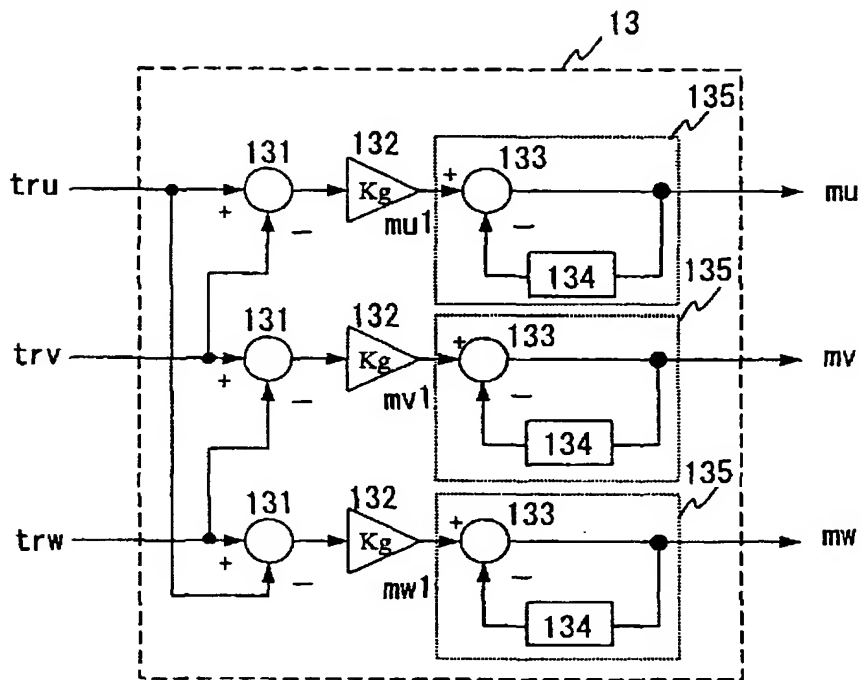
【図 5】

図 5



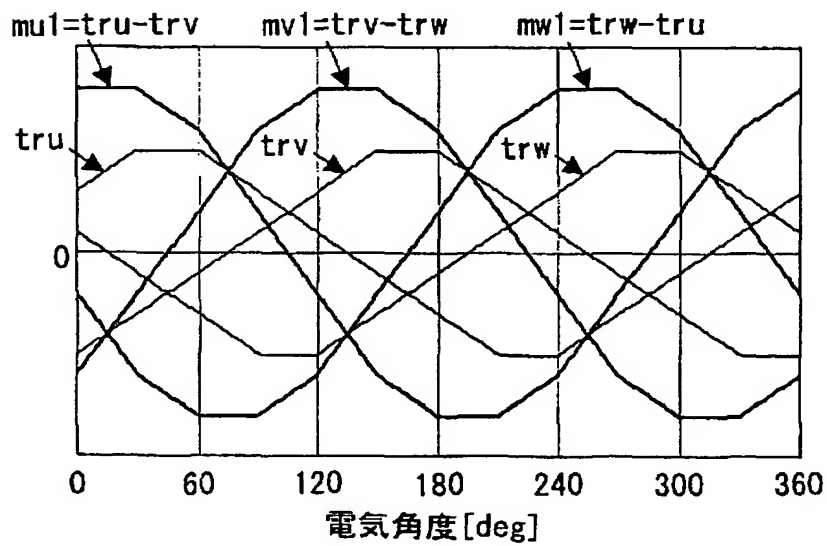
【図 6】

図 6



【図 7】

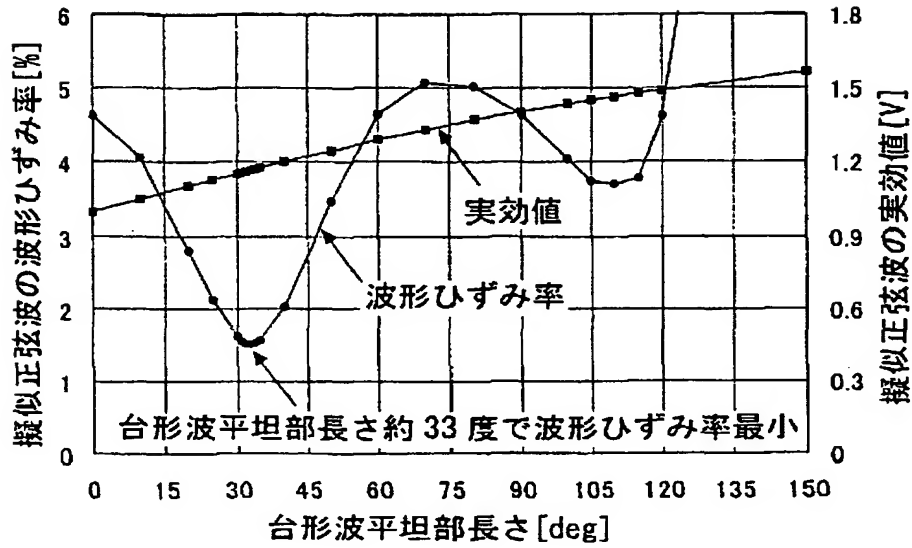
図 7





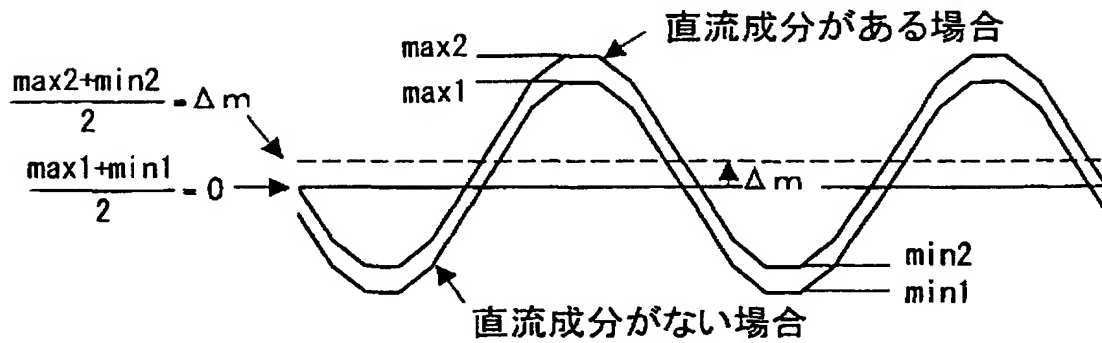
【図 8】

図 8



【図 9】

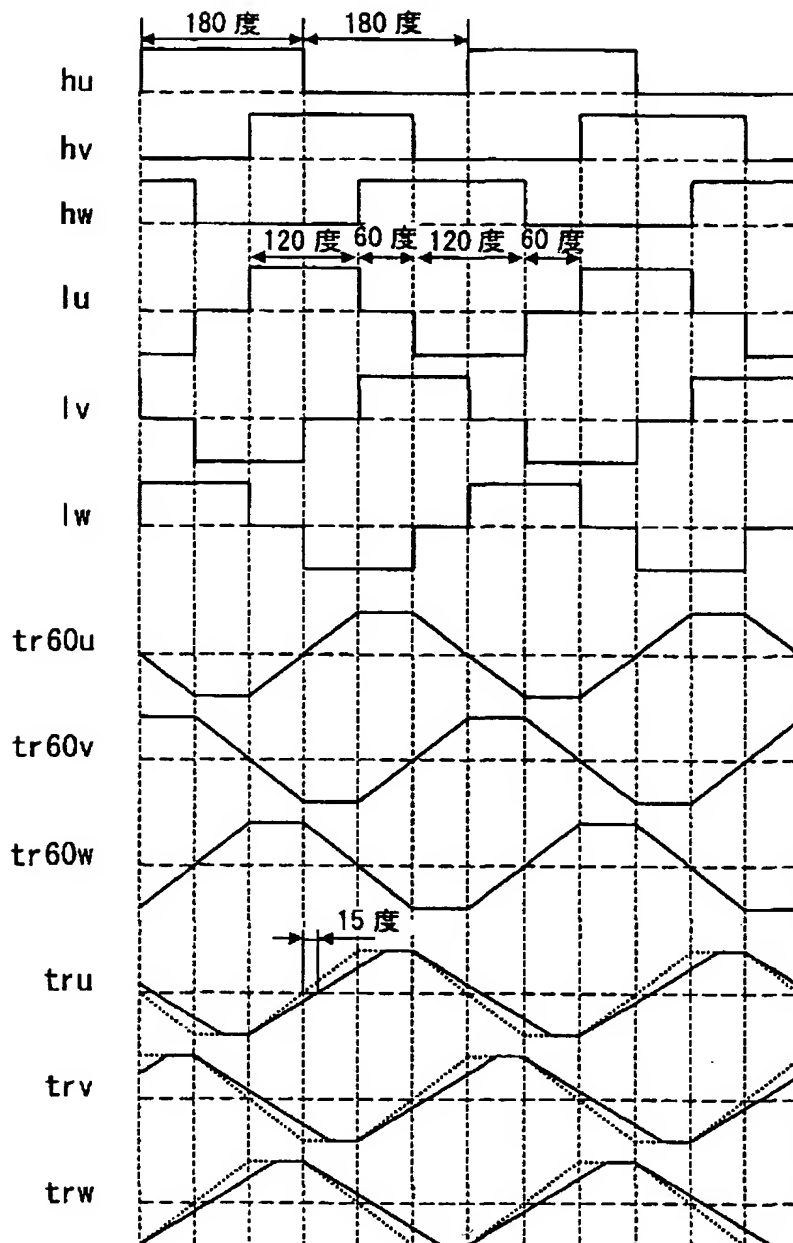
図 9





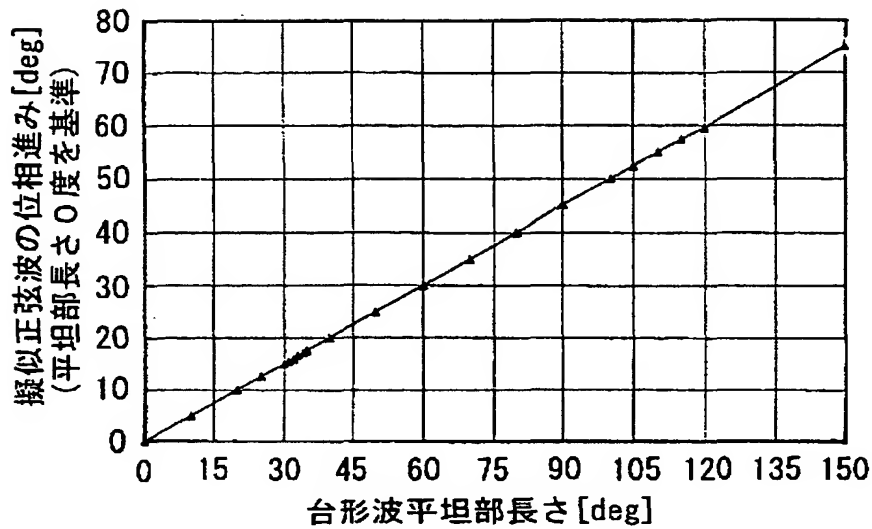
【図 1 1】

図 11



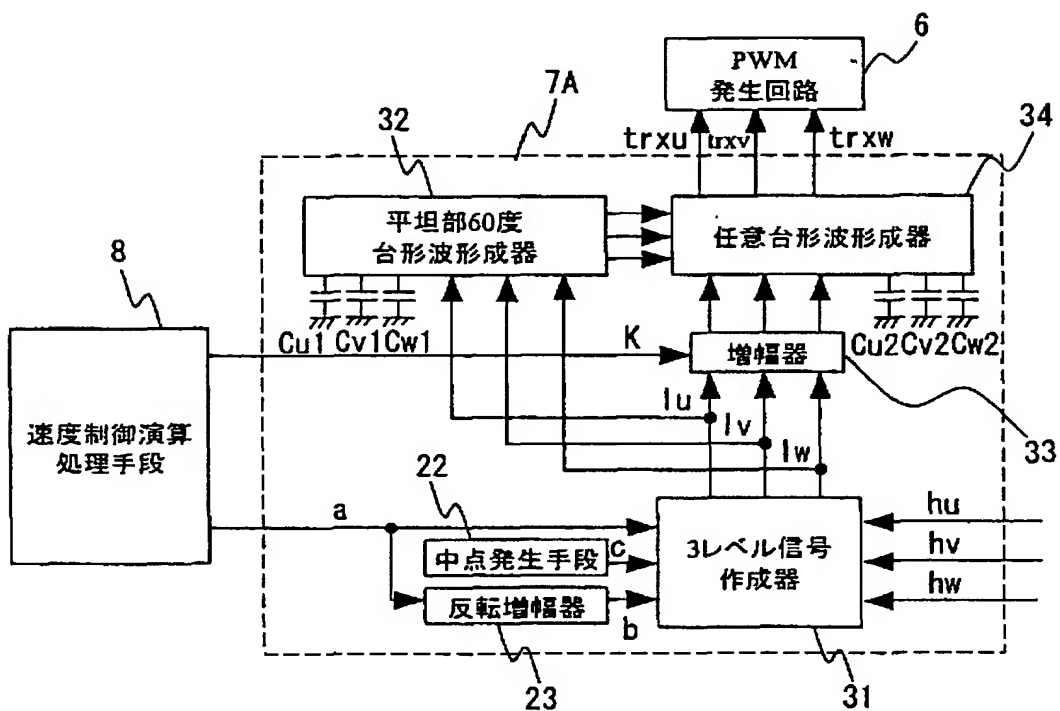
【図 12】

図 12



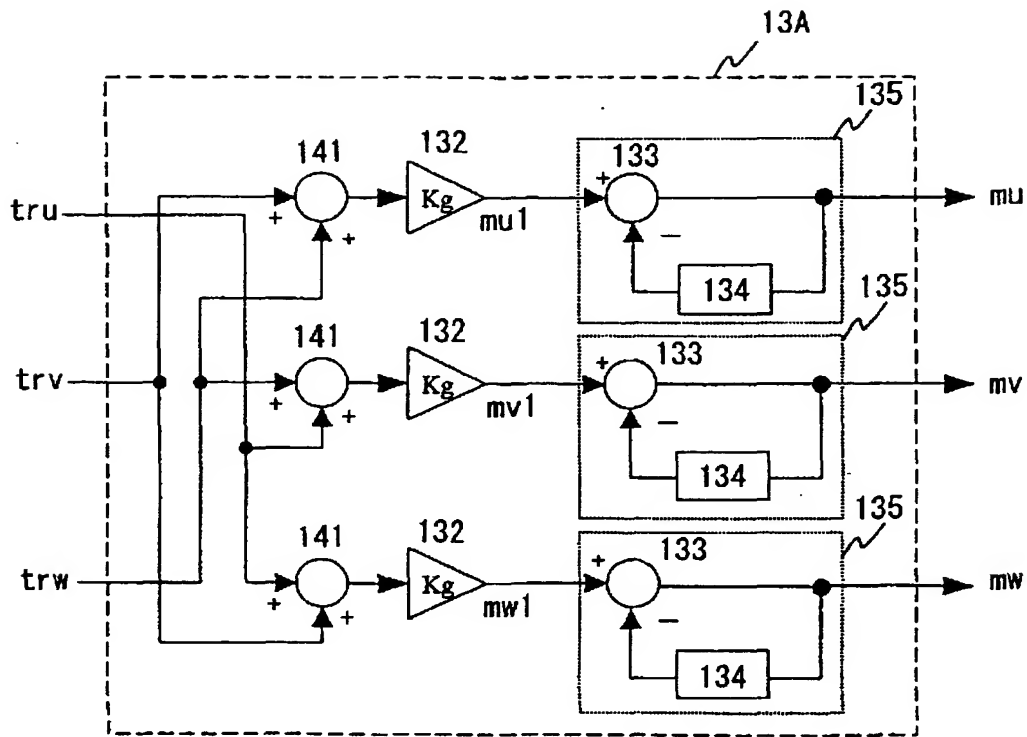
【図 13】

図 13



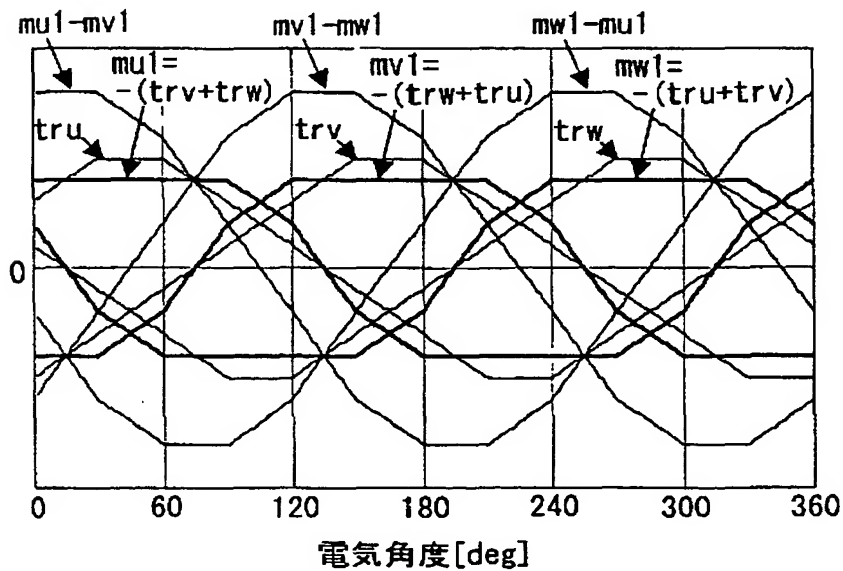
【図 14】

図 14



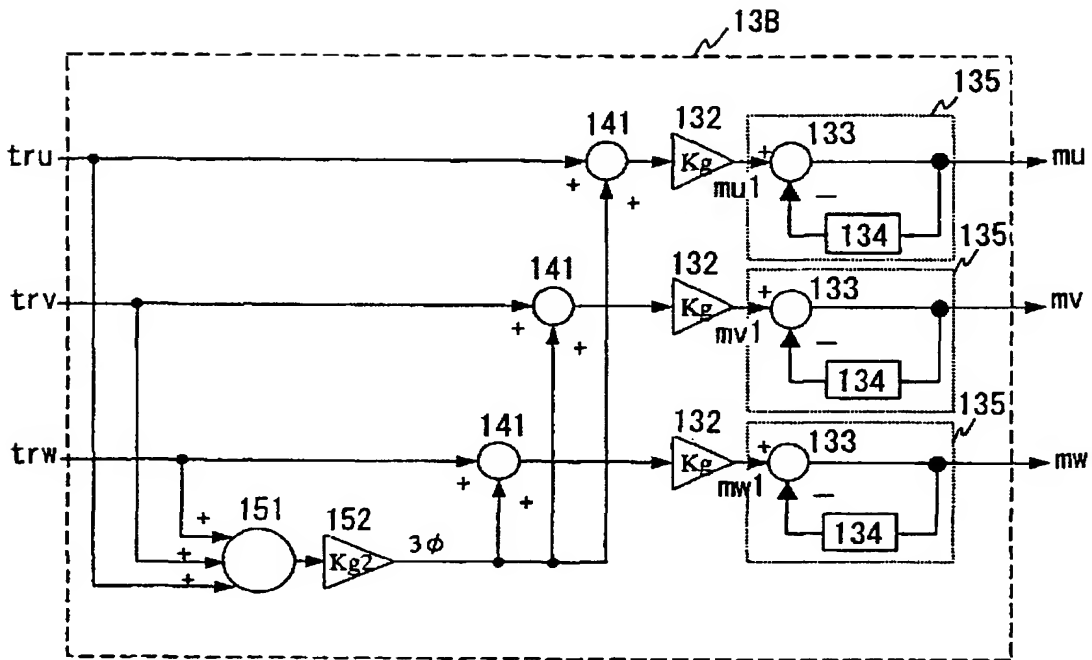
【図 15】

図 15



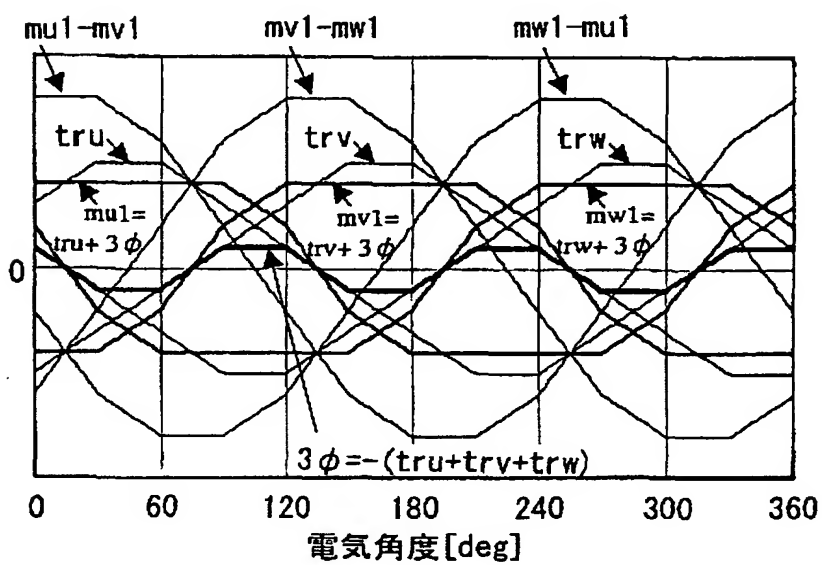
【図 16】

図 16



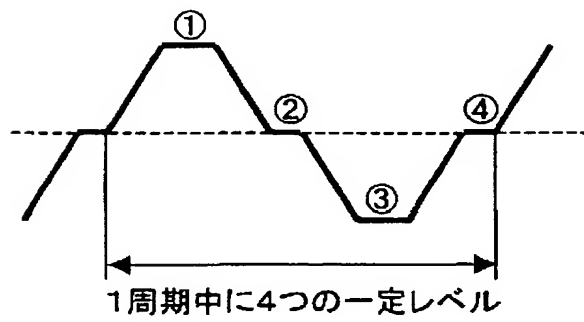
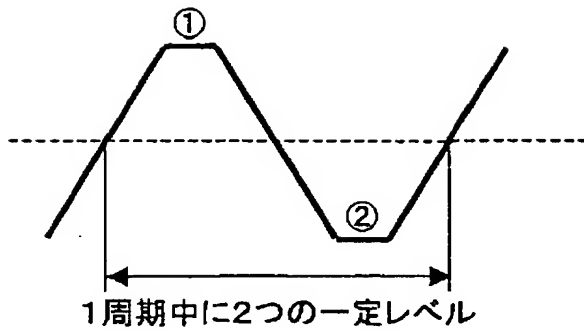
【図 17】

図 17



【図 1 8】

図 18



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】

比較的簡単な回路で、トルク脈動を低減できるモータ駆動回路を提供する。

【解決手段】

本発明は、上記の従来技術の欠点を無くすために、モータの磁極位置信号に基づいて少なくとも2つ以上の一定レベルを有する複数の台形波状波形信号を作成し、そして、この複数の台形波状波形信号から擬似正弦波変調装置において擬似正弦波信号を作成し、その擬似正弦波信号と搬送波を比較して、インバータをPWM制御する。

【効果】

比較的簡単な回路を用いて波形ひずみの極めて小さい変調波信号の作成が可能であり、これにより、トルク脈動に起因したモータの振動及び騒音を低く抑えることができる。

【選択図】 図1



認 定 ・ 付 加 情 報

特許出願の番号	特願 2 0 0 2 - 2 7 8 3 1 9
受付番号	5 0 2 0 1 4 2 7 8 8 4
書類名	特許願
担当官	第三担当上席 0 0 9 2
作成日	平成 1 4 年 9 月 2 6 日

< 認定情報・付加情報 >

【提出日】	平成14年 9月25日
-------	-------------

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [ 0 0 0 0 0 5 1 0 8 ]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 8 月 3 1 日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都千代田区神田駿河台 4 丁目 6 番地
氏 名	株式会社日立製作所